

하이브리드 방법을 이용한 다층 미앤더선로 구조의 3:1 광대역 원편파 편파기 설계

Design of a 3:1 Wideband Circular Polarizer with Multilayered Meanderline Using Hybrid Method

이 철 수 · 백 정 기*

Cheol-Soo Lee · Jeong-Ki Pack*

요 약

본 논문에서는 6~18 GHz 주파수 범위의 미앤더선로로 구성된 다층 구조의 광대역 원편파 편파기를 설계 및 제작하였다. 미앤더선로-유전체-스페이서의 단위 구성요소에 대한 전송행렬을 경계값 해를 적용하여 제시하였다. 또한, 도파관 모델이 적용되도록 미앤더선로의 배열 구조와 함께 미앤더선로의 등가 서셉턴스를 HFSS 전자기장 해석방법으로 계산하는 방법을 제안하였다. 전자기장 해석방법과 전송행렬을 연동한 하이브리드 방법과 반복 수행법을 이용하여 광대역, 낮은 삽입손실, 낮은 축비 특성을 갖는 다층 구조의 미앤더선로 원편파 편파기를 설계하였다. 제작된 편파기는 동작주파수의 92 % 대역에서 -10 dB 이하의 반사손실과 평균 -0.24 dB의 삽입손실 및 평균 2.6 dB 이하의 축비 특성으로 설계값과 잘 일치함을 확인하였다.

Abstract

In this paper, a wideband circular polarizer operating in the frequency range of 6~18 GHz is designed and fabricated using a multilayer structure with meanderlines. A T matrix expression for the unit structure, which consists of meanderline, dielectric substrate and spacer, was derived using the boundary value solution. A proposed meanderline structure was modeled as an array of unit meanderline cell in order to apply the waveguide model with PEC and PMC boundary conditions. The calculation procedures to obtain an equivalent susceptance of the unit meanderline cell using HFSS was also suggested. Using a hybrid method, which combines the T matrix with the HFSS results, and cut-and-try method, a wideband circular polarizer with low insertion loss and good AR performance was designed. The fabricated polarizer has the return loss less than -10 dB within 92 % bandwidth, the average insertion loss less than -0.24 dB, and the average AR below 2.6 dB for full 3:1 bandwidth.

Key words: Wideband Circular Polarizer, Meanderline

I. 서 론

레이다나 통신시스템에서 송수신 분리도 향상이나 주

파수 활용도를 증대시키기 위하여 전자파의 편파 특성을 이용하는 편파 diversity^[1] 등이 널리 사용되고 있다. 특히, 플랫폼에 의한 전자파의 반사 영향을 줄이고, 광대역 주

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

*충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Chung-Nam National University)

· Manuscript received July 31, 2015 ; Revised August 26, 2015 ; Accepted August 26, 2015. (ID No. 20150731-053)

· Corresponding Author: Jeong-Ki Pack (e-mail: jkpack@cnu.ac.kr)

파수 특성이 요구되는 전자전장비의 경우, 원편파를 주로 사용한다. 이러한 원편파 구현을 위해 주로 스파이럴(spiral) 안테나, 위상교차 다이폴(phased crossed dipoles) 안테나 및 도파관내 유전체 판(slab)이 사용될 수 있으나, 대역 또는 이득이 제한되는 단점을 갖는다. 이와 같이 안테나 자체에 의한 원편파 구현과 달리, 선형 편파 안테나에 광대역 특성을 갖는 원편파 편파기를 추가하는 방법이 있으며, 이러한 경우 이득 및 빔패턴은 안테나 특성을 유지하면서 원편파 특성을 얻을 수 있는 장점이 있다. 특히, 안테나 시스템이 복잡한 경우, 원편파 편파기를 추가하는 것이 시스템의 안정성 측면에서 유리하다.^[1] 이러한 구조로 미앤더선로 편파기^{[1]-[4]}가 널리 이용되며, 이는 광대역 주파수 특성, 낮은 삽입손실, 제작의 용이성 등 우수한 특성을 가지고 있다. 참고문헌 [4]는 미앤더선로에 대한 서셉턴스에 대한 근사식을 실험치와 비교하여 유도하였고, 2:1 주파수 대역폭을 갖는 원편파 편파기를 제시하였다. 참고문헌 [5]는 중심주파수에서 원편파 특성을 구현하기 위하여 3층 구조의 미앤더선로에 대한 서셉턴스 조합을 계산하는 방법을 제안하였으며, 16~22 GHz 대역 특성을 보였다.

본 논문에서는 수직입사(normal incidence)조건에서 무한배열구조의 미앤더선로에 대한 도파관 경계조건을 적용하기 위하여 양방향 대칭배열 구조와 도파관 경계조건을 적용한 HFSS의 전자기장해석 방법으로 미앤더선로에 대한 서셉턴스 계산방법을 제안하였다.

다층 미앤더선로 구조에 대한 전기적 특성 설계를 위하여 미앤더선로-유전체-스페이서로 구성되는 단위 요소에 대한 전송행렬(T-매트릭스)를 경계값 해(boundary value solution)를 적용하여 유도하였다. 이러한 도파관 모델 및 전송행렬을 결합한 하이브리드 방법을 이용하여 다층 미앤더선로 편파기 설계방법을 제시하였으며, 반복 수행 방법을 이용하여 3:1의 광대역 동작 주파수대역에서 낮은 축비 특성의 원편파 편파기를 설계하였다. 제작 및 측정된 결과, 동작주파수의 92% 대역에서 -10 dB 이하의 반사손실과 평균 -0.24 dB 이하의 삽입손실 및 평균 2.6 dB 이하의 축비 특성으로 설계값과 잘 일치함을 확인하였다.

II. 다층 구조의 미앤더선로 편파기 전기적 모델

미앤더선로를 이용한 다층 구조의 원편파 편파기는 그림 1과 같이 미앤더선로-유전체-스페이서의 단위 구조가 여러 층으로 구성된다.^[3] 단위 구조는 유전체 기판(substrate)에 미앤더선로로 식각한 도체선과 유전체 기판을 분리하기 위한 스페이서로 구성되며, 그림 2에 미앤더선로의 구조 및 등가 회로 특성을 보였다. D_x 는 미앤더선로 방향으로의 주기, D_y 는 미앤더선로 수직방향으로의 주기, h 는 미앤더선로의 높이, w_1, w_2 는 미앤더선로의 수직 및 평행 방향으로의 도체 폭을 나타낸다. 입사파(E_{inc}) 미앤더선로를 포함한 면과 평행하며, 입사파와 미앤더선로가 이루는 각도는 ψ 이므로, 입사파는 미앤더선로와 평행한 방향의 전기장성분($E_{||}$)과 미앤더선로와 수직방향의 전기장성분(E_{\perp})으로 분리할 수 있다. 그림 2(b)와 같이, E_{\perp} 에 대하여 미앤더선로는 캐패시턴스 특성을 나타내며, $E_{||}$ 에 대하여 미앤더선로는 인덕턴스 특성을 보인다^[6]. 따라서, 입사된 전기장은 미앤더선로의 전기적 특성에 의하여 서로 다른 크기 및 위상을 갖는 투과특성을 갖게 되므로 수직 및 수평 전기장 성분에 대한 투과계수($\tau_{\perp}, \tau_{||}$)를 조절하여 원편파 특성을 구현할 수 있다.

그림 1과 같이, 다층으로 구성된 원편파 편파기에서 입사파, 반사파 및 투과파에 대한 관계를 그림 3(a)에 보였으며, 그림 3(a) 다층구조의 가운데에 위치한 중심선을 기준으로 좌우 대칭 구조를 갖고 있다. 미앤더선로-유전체-스페이서의 단위 구성요소에 대한 등가 전송선로 모델을

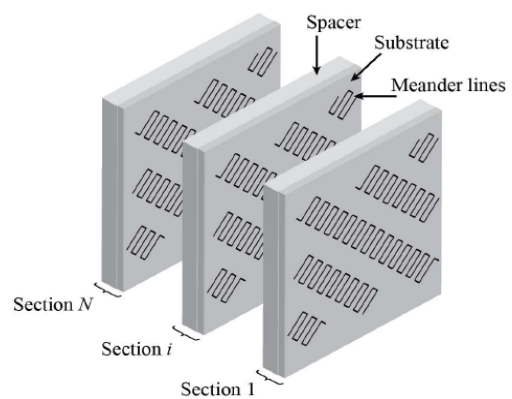
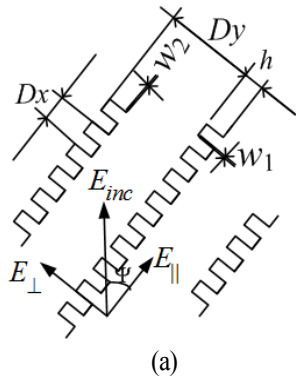
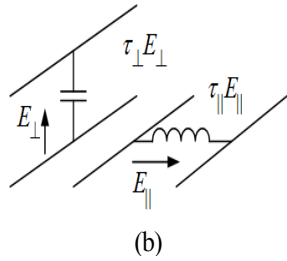


그림 1. 다층 미앤더선로 편파기 구조
Fig. 1. Geometry of a multi-section meanderline polarizer.



(a)



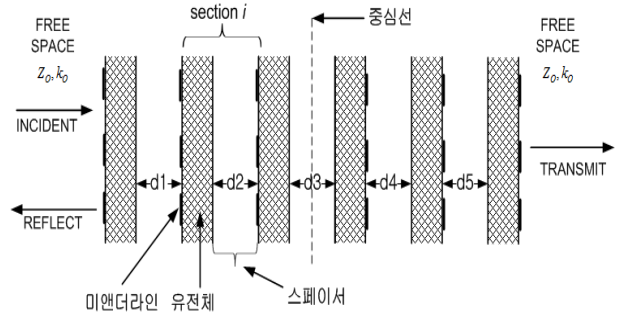
(b)

그림 2. 미앤더선로 구조 및 등가 회로
Fig. 2. Meanderline (a) structure (b) Equivalent circuit.

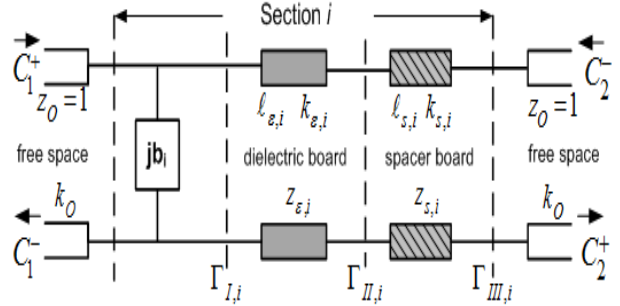
그림 3(b)에 나타났다. 섹션의 입, 출력포트는 자유공간 임피던스($Z_0 = 120\pi$)로 정규화하였으며, 미앤더선로는 병렬 형태로 자유공간 어드미턴스 정규화된 서셉턴스(jb_i)로 등가화 하였고, 유전체 및 스페이서는 전송선로로 등가화 하였다. l 은 유전체 및 스페이서 각 영역의 두께를 나타내며, k 는 각 영역에서의 전파상수(wave number), z 는 각 영역에서의 자유공간 임피던스로 정규화된 임피던스비이며, Γ 은 경계면에서 임피던스 차이로 발생하는 반사특성을 나타낸다. 그림 3(b)의 i 번째 섹션 등가회로 특성은 식 (1)의 정의에 의하여 (2)~(7)의 전송행렬 곱과 같다.

$$\begin{bmatrix} c_{1,i}^+ \\ c_{1,i}^- \end{bmatrix} = T_i \begin{bmatrix} c_{2,i}^+ \\ c_{2,i}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11,i} & T_{12,i} \\ T_{21,i} & T_{22,i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{2,i}^+ \\ c_{2,i}^- \end{bmatrix} \\ = T_{1,i} T_{2,i} T_{3,i} T_{4,i} T_{5,i} T_{6,i} \begin{bmatrix} c_{2,i}^+ \\ c_{2,i}^- \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_{1,i} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{jb_i}{2} & \frac{jb_i}{2} \\ -\frac{jb_i}{2} & 1 - \frac{jb_i}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$



(a) 6층의 대칭적 구조
(a) Symmetric 6 layer structure



(b) 섹션 i 의 등가 전송선로 모델
(b) Equivalent transmission line model of the i -th section

그림 3. 다층구조의 원편파 편파기
Fig. 3. Multi-layer circular polarizer.

$$T_{2,i} = \frac{1}{1 - \Gamma_{I,i}} \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_{I,i} \\ \Gamma_{I,i} & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$T_{3,i} = \begin{bmatrix} e^{jk_{e,i}l_{e,i}} & 0 \\ 0 & e^{-jk_{e,i}l_{e,i}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$T_{4,i} = \frac{1}{1 - \Gamma_{II,i}} \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_{II,i} \\ \Gamma_{II,i} & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T_{5,i} = \begin{bmatrix} e^{jk_{s,i}l_{s,i}} & 0 \\ 0 & e^{-jk_{s,i}l_{s,i}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$T_{6,i} = \frac{1}{1 - \Gamma_{III,i}} \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_{III,i} \\ \Gamma_{III,i} & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

식 (2)는 미앤더선로의 병렬 서셉턴스 등가회로에 대한 전송행렬, 식 (4), (6)은 유전체 기판 및 스페이서에 대한 전송선로의 전송행렬이며, 식 (3), (5), (7)은 서로 이웃한

매질의 임피던스 부정합에 대한 전송행렬^[7]로 반사계수 (Γ)는 식 (8)~(10)과 같다.

$$\Gamma_{L,i} = \frac{z_{\epsilon,i} - 1_i}{z_{\epsilon,i} + 1_i} \quad (8)$$

$$\Gamma_{II,i} = \frac{z_{s,i} - z_{\epsilon,i}}{z_{s,i} + z_{\epsilon,i}} \quad (9)$$

$$\Gamma_{III,i} = \frac{1_i - z_{s,i}}{1_i + z_{s,i}} \quad (10)$$

그림 3(a) 중심을 기준으로 우측과 같이 스페이서-유전체-미앤더선로로 구성된 단위 구조에 대한 전송행렬은 식 (1)의 전송행렬을 역순으로 곱하게 되며, 반사계수(Γ)는 식 (8)~(10)에 음의 부호를 갖게 된다. 다층으로 구성된 편파기의 전체 전송행렬은 섹션 i 에 대한 전송행렬을 이용하여 식 (11)과 같이 표현된다.

$$T = \prod_{i=1}^N T_i \quad (11)$$

그림 1 또는 3의 다층구조 미앤더선로 원편파 편파기의 반사계수 및 투과계수^[8]는 식 (12), (13)과 같다.

$$S_{11} = \frac{T_{21}}{T_{11}} \quad (12)$$

$$S_{21} = \frac{1}{T_{11}} \quad (13)$$

원편파 편파 특성을 나타내는 축비^[9]는 식 (14)로

$$AR = \left(\frac{|S_{21,\parallel}|^2 + |S_{21,\perp}|^2 + \sqrt{\alpha}}{|S_{21,\parallel}|^2 + |S_{21,\perp}|^2 - \sqrt{\alpha}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (14)$$

여기에서

$\alpha = |S_{21,\parallel}|^4 + |S_{21,\perp}|^4 + 2|S_{21,\parallel}|^2|S_{21,\perp}|^2 \cos(2\Delta\Phi)$ 이고, $\Delta\Phi = \angle S_{21,\parallel} - \angle S_{21,\perp}$ 로 출력 신호의 위상차를 의미한다.

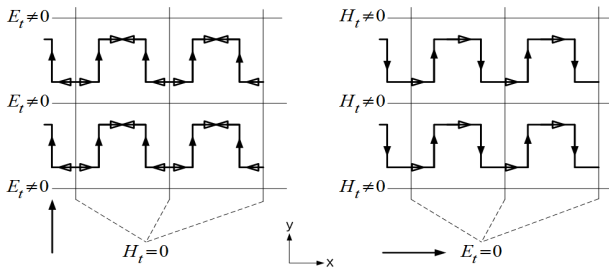
그림 1과 그림 2의 미앤더선로는 수많은 단위 셀 구조의 미앤더선로로 구성되어 있다. 기존에는 미앤더선로의

서셉턴스를 실험치 기반의 근사식^[4]을 이용했으나, 이러한 설계방법은 미앤더선로의 두께나 에지에서 발생하는 프링징 영향(fringing effect)이나 인접한 선로간의 상호 결합 등에 의한 영향을 정확히 고려할 수 없어 다수의 적정화 과정이 요구되는 설계 방법이었다.

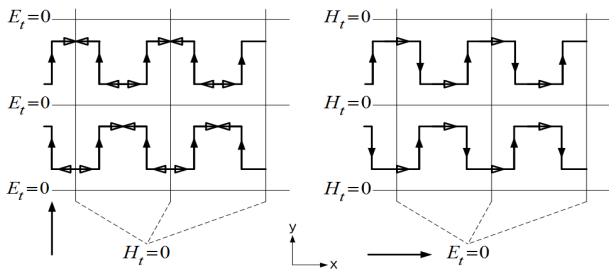
따라서 이런 문제를 해결하고자 본 논문에서는 단위 셀 구조의 미앤더 선로에 대한 전기적 해석 방법으로 도파관 모델을 적용한 전자기장해석방법을 제안한다. 도파관 모델은 무한 배열 구조해석 대신에 단위 셀을 구성하는 경계면에 적절한 경계조건을 대입함으로써 전체적인 특성을 해석하는 방법이다. 경계조건은 전자기장의 특성을 이용하는 것으로 전기장의 접선성분이 $0(E_t = 0)$ 이고, 전기장의 법선성분은 연속인 경계는 완전도체(PEC: Perfect Electric Conductor) 경계조건을 적용하고, 자기장의 접선성분이 $0(H_t = 0)$ 이고, 자기장의 법선성분은 연속인 경계는 완전자성체(PMC: Perfect Magnetic Conductor) 경계조건을 적용한다.

그림 4(a)는 참고문헌[4]의 배열 구조로 수직 입사파 조건에서 PMC 경계면($H_t = 0$)을 기준으로 미앤더선로에 분포된 전류방향이 PMC 면을 기준으로 상호 반대방향으로 흐르고 있으나, PEC 경계면을 기준으로 위, 아래의 미앤더선로에 대한 위치 및 미앤더선로에 흐르는 전류 방향이 동일하므로 PEC 경계면에서 $E_t \neq 0$ 이 되어 PEC 경계조건을 적용할 수 없게 된다. 수평 입사파 조건의 경우, PEC 경계면 조건에 대하여 미앤더선로에 흐르는 전류는 연속인 조건을 충족하나, PMC 경계면 기준인 경우 미앤더선로의 위치 및 미앤더선로에 흐르는 전류는 상호 반대방향이 아니므로, PMC 경계면에서 $H_t \neq 0$ 이 되어 PMC 경계조건을 적용할 수 없게 된다.

따라서, 본 논문에서는 그림 4(b)와 같이 미앤더선로방향으로 미앤더선로 단위 셀을 $Dx/2$ 만큼 이동 배치하는 방법을 제안하였다. 수직 입사의 경우, PMC 경계면을 기준으로 미앤더선로에 흐르는 전류는 역방향관계를 가지며, PEC 경계면을 기준으로 미앤더선로에 흐르는 전류는 역위상 및 동일한 거리에 분포됨을 알 수 있다. 수평 입사의 경우, PMC 경계면을 기준으로 미앤더선로에 흐르는 전류는 동위상관계 및 동일한 거리에 위치하며, PEC 경



(a) 참고문헌 [4] 구조
(a) Array structure in the reference [4]



(b) 제안된 양방향 대칭 배열 구조
(b) Proposed bilateral symmetric array structure

그림 4. 미앤더선로 배열 구조에 따른 경계조건
Fig. 4. Boundary conditions for a meanderline array structure.

계면을 기준으로 미앤더선로에 흐르는 전류는 연속관계를 유지하고 있음을 알 수 있다.

제안된 미앤더선로 배열 구조는 수직, 수평으로 동시에 입사하는 입사파 조건에서 미앤더선로에 유기되는 전류분포가 미앤더선로 단위 셀의 경계조건으로 PEC, PMC 경계면을 동시에 충족하는 도파관 모델을 적용 가능함을 알 수 있다.

그림 5는 그림 4(b)의 단위 미앤더선로에 대하여 입사 전자기장 조건에 대하여 경계조건을 PEC, PMC로 적용한 도파관 모델로 HFSS 등 전자기장 해석 프로그램의 경계조건을 나타낸다. ↑ pol. 은 수직 입사파, → pol.은 수평 입사파를 의미한다. HFSS를 이용한 미앤더선로에 대한 전자기장 해석을 수행하기 위하여 그림 6과 같이 미앤더선로-유전체 구성요소를 모델링하였다.

미앤더선로-유전체 구성요소의 좌우 측면에 임의 길이의 공기층을 삽입하여 도파관 포트 1, 2를 설정하였고, 이에 대한 산란계수를 구하기 위하여 HFSS의 ‘deembed’ 기

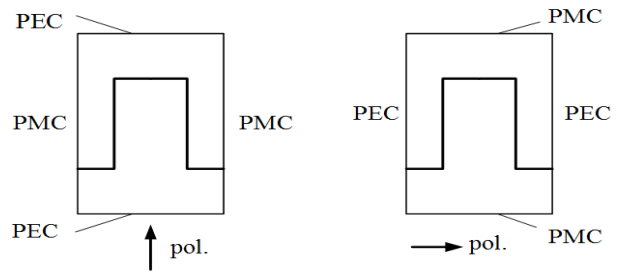


그림 5. 입사조건에 따른 미앤더선로 도파관 모델 경계조건

Fig. 5. Boundary conditions of the meanderline waveguide model depending on the incident polarization.

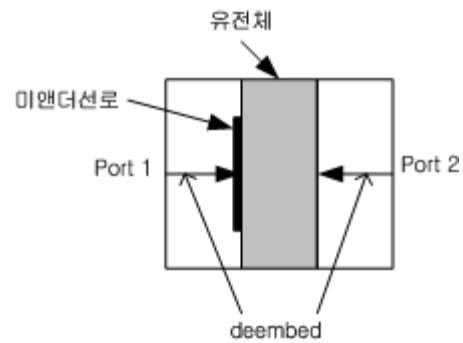


그림 6. HFSS를 이용한 미앤더선로 전자기장 해석 구조
Fig. 6. HFSS simulation model for the unit structure of meanderline-dielectric substrate.

능을 사용하였다. 미앤더선로의 등가 서셉턴스는 미앤더선로-유전체 구성요소에 대한 전자기장 해석 결과인 산란계수(S)로부터 식 (15)와 같이 유도된다.

$$T_1 = s2t(S)(T_4)^{-1}(T_3)^{-1}(T_2)^{-1} \quad (15)$$

()⁻¹은 역행렬을 나타내며, 식 (9)의 z_s 는 자유공간 임피던스를 적용하며, $s2t(S)$ 는 산란계수 S를 전송행렬로 변환하는 것으로 식 (16)^[8]의 변환식을 이용하였다.

$$T_{11} = \frac{1}{S_{21}}, T_{12} = -\frac{S_{22}}{S_{21}}$$

$$T_{21} = \frac{S_{11}}{S_{21}}, T_{22} = \frac{S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22}}{S_{21}} \quad (16)$$

식 (16)과 식 (2)의 T_{11} 의 계수를 비교하여 Y_o 에 정규화된 미앤더선로의 등가 서셉턴스를 계산한다.

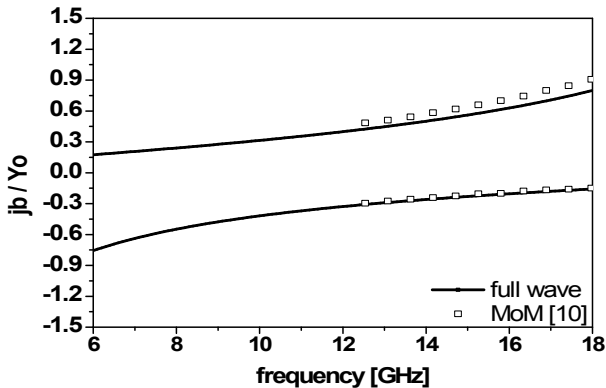


그림 7. 미앤더선로의 정규화된 서셉턴스 계산 결과 비교
Fig. 7. Comparison of the normalized susceptance between the proposed method and the values in the reference [10].

그림 7은 $D_x=4.32$ mm, $D_y=10.16$ mm, $h=4.06$ mm, $w_1=w_2=0.33$ mm, $\epsilon_r=2.22$, 유전체 두께는 0.254 mm를 갖는 미앤더선로 구조에 대하여 그림 6의 방법을 이용하여 HFSS 전자기장 해석 결과를 이용한 미앤더선로의 등가 서셉턴스와 모멘트방법으로 계산한 결과^[10]와 비교한 것이며, 도체의 두께는 고려하지 않았다. 수평 입사파 조건에서 HFSS 전자기장 해석에 의한 서셉턴스와 MoM 결과 비교 시 약 6 %의 차이를 보였으나, 수직 입사파 조건에서는 이보다 약 2배 증가한 차이를 보였다. HFSS 매쉬 조정을 통하여 정확한 해를 얻을 수 있을 것으로 사료되며, 이러한 전자기장 해석을 통하여 다양한 구조의 미앤더선로에 대한 등가 서셉턴스 계산에 적용에 할 수 있을 것으로 판단된다.

III. 다층구조의 광대역 원편파 편파기 설계

그림 8은 하이브리드 방법을 이용하여 광대역 다층구조의 원편파 편파기 설계과정이다.

설계 주파수 대역과 사용할 층(layer) 수(N)를 입력 변수로 설정하면, 축비(AR) 특성을 고려하여 각각의 층에서 구현해야 할 위상차를 결정하고, 이에 대한 미앤더선로 단위 셀 구조를 설계한다. 이를 위하여 미앤더선로-유전체-스페이서로 구성된 단위 구성요소에 대한 전자기장 해석을 통하여 미앤더선로의 등가 서셉턴스 및 위상차를

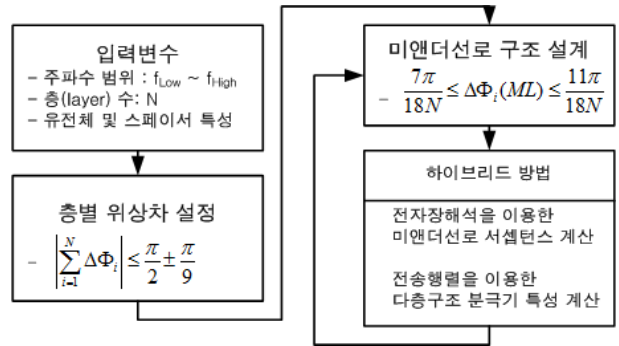


그림 8. 설계 흐름도

Fig. 8. Flow chart of the wideband circular polarizer design method using the hybrid method.

계산하고, 이를 구현해야 할 위상차와 비교하여 미앤더선로 구조의 적정화(optimization) 과정을 반복 수행한다. 층별 미앤더선로의 특성을 전송행렬에 적용하여 다층 구조에 대한 원편파 특성을 관찰하고, 이를 다시 미앤더선로 구조 설계에 반영하는 과정을 반복 수행하여 광대역 특성을 갖는 다층 구조의 원편파 편파기를 설계하며, 이는 다층구조에 대한 full-wave 전자기장해석보다 해석시간이 크게 단축되는 효과가 있다.

광대역 주파수 특성을 가지면서 낮은 축비를 갖는 편파기를 구현하기 위하여 다층 구조가 용이하므로 본 논문에서는 6층으로 구성하였다. 또한, 각 층별로 서로 다른 미앤더선로 구조로 설계할 경우, 설계 변수가 많아지기 때문에 동일한 설계 값을 적용하였다. 유전체 기판은 10 mil 두께를 갖는 Taconic사 TLY-5($\epsilon_r = 2.2$) 기판을 사용하였다. 수직, 수평 편파의 입사파에 대한 미앤더선로의 투과파($\tau_{\perp}, \tau_{\parallel}$)의 크기차를 무시할 수 있을 경우, 식 (14)로 주어진 축비는 식 (17)과 같이 투과파의 위상차 함수로 근사화 할 수 있다.

$$AR[dB] = 20\log_{10}\left(\cot\frac{\Delta\Phi}{2}\right) \quad (17)$$

이러한 조건을 이용하여 설계 주파수 대역에서 AR을 만족하는 위상차 범위를 구하고, 각 층(layer)별 허용 위상차 범위를 설정 후, 이를 만족하는 미앤더선로 구조를 전자기장 해석을 이용하여 설계하였다.

$\Delta\Phi$ 가 $\pi/2 \pm \pi/9$ 이내에 있을 경우, 3 dB 이하의 AR

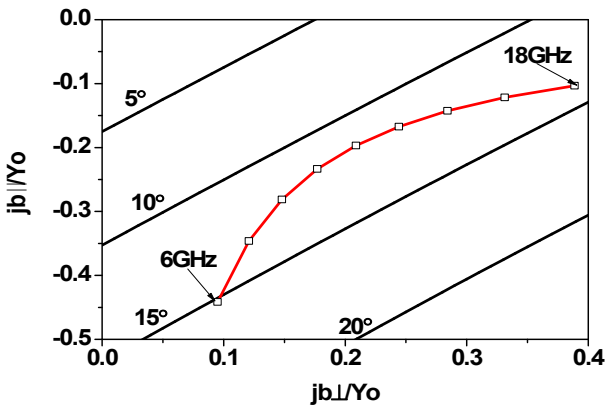


그림 9. 위상차 12°~15° 구현을 위한 b_{\perp} , b_{\parallel} 관계 및 설계된 미앤더선로의 위상차 특성
 Fig. 9. Relation between b_{\perp} and b_{\parallel} for realizing phase difference of 12° ~15° and the differential phase performance of the designed meadnerline.

특성을 얻을 수 있으므로, 6층으로 구성 시 각 층별 미앤더선로에서 발생하는 위상차 $\Delta\phi_i$ 는 $15^{\circ}\pm 3^{\circ}$ 이내에 존재하도록 하였다. 이는 유전체나 스페이서에서 수직입사(normal incidence)의 경우, 수직, 수평 입사파에 대한 위상차가 발생하지 않기 때문이다. 그림 9는 수직 및 수평 입사파 조건에서 미앤더선로의 등가 서셉턴스 jb_{\perp} , jb_{\parallel} 크기에 따른 투과파의 위상차 특성으로 식 (2)의 T_{11} 을 식 (16)에 대입하면 미앤더선로에 의한 투과파의 위상변이는 $-\tan^{-1}\left(\frac{b}{2}\right)$ 가 발생되며, b 가 작은값을 가질 경우 미앤더선로에 의한 위상차는 직선형태를 갖는다. 수직, 수평 투과파에 의한 위상차가 각각 5°, 10°, 15°, 20°일 때의 등가 서셉턴스 분포를 나타내었다. 또한, $D_x=2.5$ mm, $D_y=15$ mm, $h=3.5$ mm, $w_1=w_2=0.3$ mm로 설계된 미앤더선로에 의한 수직, 수평 투과파의 위상차를 보였으며, 미앤더선로는 주파수마다 서로 다른 등가 서셉턴스 특성으로 투과파의 위상차는 직선형태가 아닌 곡선형태를 갖게 된다. 3:1 동작 주파수 대역에서 12°~15° 이내에 분포됨을 보이고 있다.

다층 구조의 미앤더선로는 안테나 개구부에 부착되는 형태이므로, 낮은 반사계수가 요구되어진다. 반사계수는 미앤더선로 자체 반사 특성과 유전체 유전율 및 스페이서 두께의 함수이므로, 식 (1)~식 (12) 및 전자기장 해석

을 이용하여 두께를 선택하였다.

IV. 제작 및 측정

6~18 GHz 3:1 광대역 주파수 대역에서 AR이 3 dB 이하, 반사손실은 -10 dB 이하의 특성을 갖는 6층의 미앤더선로 원편파 편파기를 반복수행 방법으로 설계, 제작, 측정하였다. 그림 3(a)의 중심선을 기준으로 다층의 미앤더선로를 좌우 대칭구조가 되도록 구성하였으며, 그림 9의 해석에 사용된 동일한 설계값을 갖는 미앤더선로를 사용하였다. 스페이서는 공기층으로서 그림 3(a)의 $d_1\sim d_5$ 는 각각 5.596, 5.996, 5.742, 5.996, 5.596 mm로 하였다. 제작된 미앤더선로 원편파 편파기 사진을 그림 10에 나타내었다.

제작된 미앤더선로의 등가 서셉턴스를 측정하기 위하여 먼저 단층의 미앤더선로에 대한 S파라미터를 측정하였으며, 이를 위하여 안테나 측정 구성에 대한 보정을 TRM(Through-Reflection-Match) 방법^[12]을 사용하였다.

TRM은 자유공간 보정방법들 중에서 안테나 및 시험대상의 움직임이 없는 조건에서 수행하는 장점이 있다.

그림 11(a)는 단일 층 미앤더선로에 대하여 등가 서셉턴스로 HFSS 해석 시, 미앤더선로의 두께는 고려하지 않았다. 실선은 전자기장 해석 결과이며, □는 실험치이다. I은 미앤더선로 평행방향성분에 대한 jb_{\parallel}/Y_o , II는 미앤더선로 수직방향성분에 대한 jb_{\perp}/Y_o 이며, III은 두 정규화된 서셉턴스의 차를 나타낸다. I, II의 측정치는 전자기장 해석과 차이를 나타내지만, III에서 보는 바와 같이 두 서셉턴스의 차는 전자기장 해석과 매우 잘 일치하고 있다.

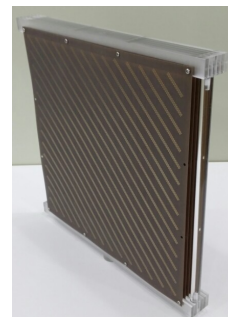


그림 10. 제작된 원편파 편파기 사진
 Fig. 10. Picture of the fabricated circular polarizer.

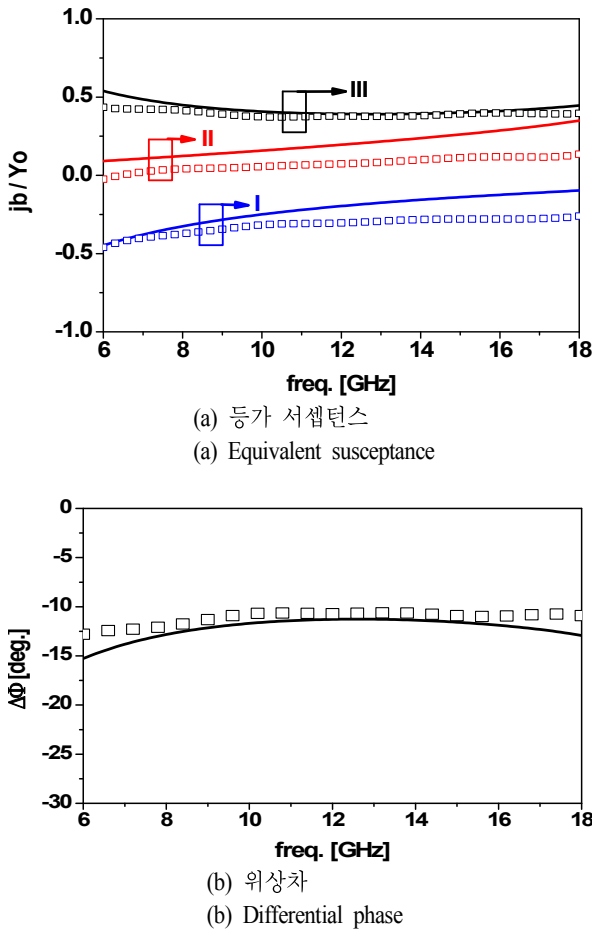


그림 11. 설계된 미앤더선로 특성 비교
Fig. 11. Comparison of the designed meanderline performance: - simulation, □ measurement.

즉, 미앤더선로를 통과하면서 발생되는 위상차는 전자기장 해석과 동일한 결과를 의미하는 것으로, 이는 미앤더선로 설치 치구에 의한 전파의 회절현상, 미앤더선로 원편파 편파기에 대한 제작오차, 입사파와 미앤더선로 간의 사잇각(45°) 정렬(align) 등에 기인한 것으로 예측된다. 그림 11(b)는 단일 층의 미앤더선로에서 발생되는 위상차 특성을 보였다. 전자기장 해석결과와 측정치간 위상차는 최대 2.4°, 평균 1°의 오차 특성을 보였다.

제작된 광대역 원편파 편파기의 특성을 그림 12에 보였다. 그림 12(a)는 반사손실로 설계주파수의 약 92% 범위에서 -10 dB 이하 특성을 보이며, 그림 12(b)는 원편파 편파기의 삽입손실로 수직 입사파(V-pol.)의 경우, 최대 -1.04

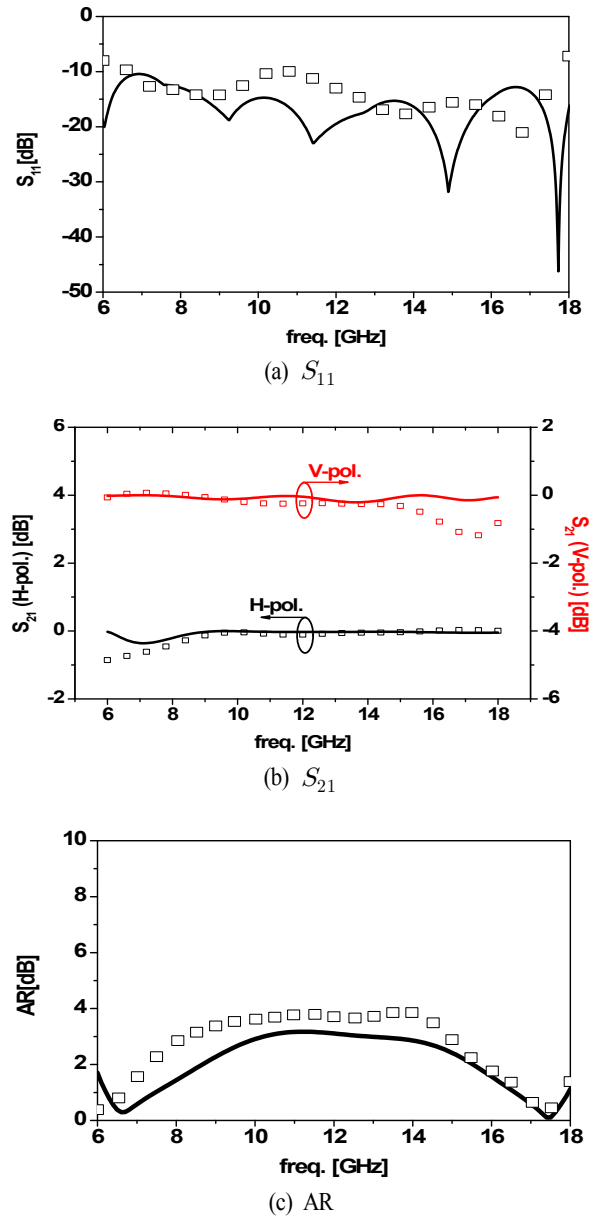


그림 12. 편파기 측정 특성
Fig. 12. Measurement results of the fabricated polarizer: - simulation, □ measurement.

dB, 평균 -0.24 dB, 수평 입사파(H-pol.)의 경우, 최대 -0.83 dB, 평균 -0.1 dB의 특성을 보였다. V-pol.의 경우, 높은 주파수대역에서, H-pol.의 경우, 낮은 주파수대역에서 높은 삽입손실을 보였으며, 이는 V-pol. 조건에서 미앤더선로는 그림 2(b)와 같이 캐패시터로 등가화되어 주파수가

높아질수록 삽입손실이 증가되며, H-pol.은 V-pol.과 반대의 특성을 보이기 때문이다. 그림 12(c)는 AR 특성으로 최대 3.8 dB, 평균 2.6 dB 특성을 보였다. 해석치와 실험치 간 차이는 입사파와 미앤더선로 간의 정렬에 의한 각도차, TRM 보정 과정에 의한 측정 오차, 다층구조의 미앤더선로 원편파 편파기의 유한한 크기로 인한 전파 회절, 미앤더선로의 제작오차 등에 의한 것으로 예상되며, 미앤더선로 편파기의 크기를 증가시키거나, 송수신 빔을 집중할 수 있는 렌즈 안테나등을 사용하여 측정할 경우, 보다 정확한 원편파 편파기 특성을 측정할 수 있으리라 사료된다.

V. 결 론

본 논문에서는 미앤더선로 단위 셀에 대하여 PEC, PMC 경계조건을 동시에 만족되는 미앤더선로의 배열 구조와 HFSS와 같은 전자기장 해석을 통하여 미앤더선로의 등가 서셉턴스를 계산하는 방법을 제안하였다. 등가전송모델의 전송선 행렬과 결합한 하이브리드한 방법을 적용하여 광대역 미앤더선로 구조를 설계하는 방법을 제시하였다.

제안 방법에 따라 6~18 GHz에서 동작하는 다층 구조의 미앤더선로 광대역 원편파 편파기를 설계 및 제작하였다. 측정결과, 3:1 대역에서 최대 3.8 dB, 평균 2.6 dB 이하의 축비를 가지며, 최대 -1.05 dB, 평균 -0.24 dB 의 삽입손실 특성과 동작 주파수의 약 92 % 대역에서 -10 dB 이하 반사손실이 측정되었다. 정밀한 미앤더선로 제작 및 미앤더선로와 입사파가 이루는 사잇각에 대한 정렬에 의한 측정 오차와 렌즈 안테나 등의 사용에 의한 전파회절영향을 줄인다면 측정치와의 오차를 줄일 것으로 보여지며, 제안된 설계방법은 광대역 원편파 편파기 설계에 유용하게 사용될 것으로 사료된다.

References

[1] T. K. Wu, "Meander-line polrizer for arbitrary rotation of linear polarization", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, pp. 199-201, Jun. 1994.
 [2] J. C. Zhang, Y. Z. Yin, and J. P. Ma, "Multifunctional meanderline polarizer", *Progress in Electromagnetics Re-*

search Letters, vol. 6, pp. 55-60, 2009.
 [3] M. Letizia, B. Fuchs, C. Zorraquino, J. F. Zurcher, and Juan R. Mosig, "Oblique incidence design of meander-line polarizers for dielectric lens antennas", *Progress in Electromagnetics Research*, PIER 45, pp. 309-335, 2012.
 [4] R. -S. Chu, K. -M. Lee, "Analytical model of a multi-layered meander-line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, no. 6, pp. 625-661, Jun. 1987.
 [5] M. A. Joyal, J. J. Laurin, "Design of thin circular polarizers", *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, Spokane, WA, Jul. 2011.
 [6] B. A. Munk, *Finite Antenna Arrays and FSS*, John Wiley and Sons, pp. 306-310, 2003.
 [7] Walter Barry, "A broad-band, automated, stripline technique for the simultaneous measurement of complex permittivity and permeability", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-34, pp. 80-84, Jan. 1986.
 [8] Dean A. Frickey, "Conversions between S, Z, Y, h, ABCD and T parameters which are valid for complex source and load impedances", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 2, Feb. 1994.
 [9] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 2nd Edition, John Wiley and Sons, NY., pp. 67-68, 1997.
 [10] C. Terret, J. R. Level, and K. Mahdjoubi, "Susceptance computation of a meander-line polarizer layer", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, p. 1007-1011, Sep. 1984.
 [11] R. -S. Chu, K. -M. Lee, "Correction to analytical model of a multilayered meander-line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-36, no. 7, pp. 1041, Jul. 1988.
 [12] N. Gagnon, J. Shaker, L. Roy, A. Petosa, and P. Berini, "Low-cost free-space measurement of dielectirc constant at Ka band", *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 151, no. 3, pp. 271-276, Jun. 2004.

이 철 수



1990년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
1992년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
1992년 3월 ~ 현재: 국방과학연구소 책임연구원
2002년 3월 ~ 현재: 충남대학교 전파공학과

과 박사과정

[주 관심분야] 광대역 위상 배열 안테나, 전자파 산란

백 정 기



1978년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1985년 9월: Virginia Tech. 전자파전파 (공학석사)
1988년 9월: Virginia Tech. 전자파전파 (공학박사)
1978년3월 ~ 1983년 2월: 국방과학연구소

1988년 10월 ~ 1989년 2월 : 한국전자통신연구원

1989년 3월 ~ 1995년 2월: 동아대학교 전자공학과 부교수

1995년 2월 ~ 현재: 충남대학교 전파공학과 교수

2002년 3월 ~ 현재: 충남대학교 전자파환경기술연구(EMERC) 센터장

2009년 1월 ~ 12월: 한국전자파학회 학회장

[주 관심분야] 전자파 전파, 전자파 산란, 전자파 인체영향